

90 Pfg.

Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, Feldp. 05997 H
Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. Brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München. J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek, München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

In diesem Heft vor allem:

Unterer Frequenzbereich bei Widerstandsstufen

Aus dem Inhalt:

In den folgenden Heften:

Phasenschiebergeneratoren; Empfangsgleichrichter und Trennfähigkeit; Berechnung der Tonfrequenzübertrager (Zahlenbeispiel); Rechnen mit Wirk- und Blindwiderständen; Studium der Hochfrequenztechnik

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

Funkauslese 4. Jahrgang / Heft 4 Oktober 1942

Stromwandler für Ton- und Hochfrequenz

Von Dipl.-Ing. H. Emschermann, Berlin

Wechselströme mit höheren Werten werden zum Zweck der Messung häufig mit Hilfe von Stromwandlern in Ströme mit geringeren Werten umgewandelt. Dabei wird die Eingangswicklung des Stromwandlers von dem zu messenden Strom durchflossen, während der Strommesser an seine Ausgangswicklung angeschlossen ist. In der Hochfrequenz-Meßtechnik werden Stromwandler erst seit verhältnismäßig kurzer Zeit benutzt. Die Anforderungen, die an Hochfrequenz-Stromwandler gestellt werden, unterscheiden sich erheblich von denen, die die Niederfrequenz-Stromwandler zu erfüllen haben. Im folgenden werden die Vorteile, die die Anwendung der Hochfrequenz-Stromwandler mit sich bringt, und die Eigenschaften dieser Wandler behandelt. Diese Veröffentlichung stützt sich weitgehend auf Erfahrungen, die im Institut für elektrische Schwingungslehre und Hochfrequenztechnik, T. H. Berlin, von Herrn Prof. Zinke, Herrn Dipl.-Ing. Möhring und dem Verfasser bei Arbeiten mit Stromwandlern gemacht wurden (vgl. auch DRP. Nr. 717 339).

Vorteil eines geringen Leistungsverbrauches

Die Verfälschung der Meßgröße durch den Meßvorgang wird durch Herabsetzen des Meßmittel-Leistungsverbrauches bekämpft. Der Leistungsverbrauch findet bei Strommessung unter Verwendung eines Stromwandlers fast nur in dem an den Wandler angeschlossenen Strommesser statt.

Als Strommesser kommen vor allem Thermoelemente, aber auch Bolometer oder Widerstände mit Detektor in Betracht. Bei allen diesen drei Meßmitteln sinkt der Leistungsverbrauch mit abnehmendem Nennstrom. Für Thermoelemente und Bolometer gilt dies, weil bei Verminderung des Heizdrahtdurchmessers die Wärmeabgabe an die Umgebung zurückgeht. (Beispiel: Ein 50 A-Thermoelement nimmt 10 W auf, während ein an einen Wandler mit dem Übersetzungsverhältnis 50 : 1 sekundär angeschlossenes 1 A-Thermoelement nur 0,3 W verbraucht.) Für Detektoren wird an dem zugehörigen Widerstand unabhängig von dem Nennstrom stets derselbe Nennspannungsabfall benötigt, womit der Leistungsverbrauch dem Nennstrom verhältnisgleich wird.

Erweiterung des Frequenzbereiches nach oben für hohe Stromwerte

Die Strommessung wird mit steigender Frequenz, vor allem wegen der Stromverdrängung, schwieriger. Es wird nämlich die Eindringtiefe mit wachsender Frequenz kleiner als der Leiterhalbmesser, womit der Widerstand des Leiters anwächst. Oberhalb einer jeweils bestimmten Grenzfrequenz werden daher alle Meßverfahren, bei denen der Wert eines Widerstandes gleichbleiben sollte, fehlerhaft. Mit dem Nennstrom aber steigt der Leiterdurchmesser, womit diese obere Grenzfrequenz sinkt. Da der Stromwandler den Nennstrom für den Strommesser herabsetzt, erhöht er die Grenzfrequenz.

Für Thermoelemente gilt nach Zinke (Hochfrequenz-Meßtechnik) die Faustregel, daß der Meßfehler unter 5% bleibt, falls die Wellenlänge in m das Fünffache des Meßbereiches in Ampere nicht übersteigt. Ein Strom von 10 A könnte also mit einem Thermoelement unmittelbar bis herunter zu einer Wellenlänge von $\lambda =$ 50 m gemessen werden, während ein Stromwandler mit dem Übersetzungsverhältnis 10 : 1 die Messung noch bis zu $\lambda = 5$ m ermöglichen würde, falls der Stromwandler selbst hierfür noch keine zusätzlichen Fehler mit sich brächte.

Möglichkeit der Abschirmung

Bei der Messung von Hochfrequenzströmen auf Leitungen, die Spannung gegen Erde führen, ist eine Abschirmung der Meßgeräte erforderlich, da das Meßergebnis sonst durch kapazitive Erdströme erheblich gefälscht werden kann.

Bei unmittelbarer Messung sind spannungsführende Leitung und Meßgerät lei-

tend verbunden. Dabei führt der Strommesser selbst Spannung, weshalb die Abschirmung zwischen ihm und Erde liegen muß. Bei der Verwendung eines Stromwandlers liegen hingegen dessen Ausgangswicklung und das daran angeschlossene Meßgerät an Erde, während nur die Eingangswicklung, die meist bedeutend kleinere Ausmaße hat als das Meßgerät, abgeschirmt werden muß. Folglich kann die Erdkapazität durch Verwendung eines Stromwandlers vielfach bedeutend herabgesetzt werden. Zu beachten ist dabei:

a) Stromwandler sind gegen Abschirmlükken sehr empfindlich, da wegen Herabsetzen des Meßstromes zusätzliche kapazitive Ströme dem Übersetzungsverhältnis entsprechend größere Fehler hervorrufen als bei unmittelbarer Messung.

b) Die vom Thermoelement zum Anzeigeinstrument führenden Gleichstromleitungen, sowie das Instrument selbst müssen gut abgeschirmt werden. Andernfalls könnte durch Hochfrequenzströme, die in den nicht abgeschirmten Gleichstromleitungen bei Vorhandensein eines äußeren elektrischen Feldes auftreten würden, eine zusätzliche Heizung der Thermoschenkel erfolgen.

c) Bei falscher Lage des Schlitzes, der in der Abschirmung vorgesehen sein muß, um eine induktive Kopplung zwischen Eingangs- und Ausgangswicklung zu ermöglichen, kann das Meßergebnis durch kapazitive Erdströme mittelbar gefälscht werden (Bild 1). Liegt der Schlitz derart im inneren Abschirmrohr, daß der gesamte Erdstrom je nach Lage des Abschirmkastens in Richtung des zu messenden Leitungsstromes oder diesem entgegengesetzt fließt, so würde die Wirkung des Erdstromes die des zu messenden Leitungsstromes verstärken oder schwächen und damit die Anzeige fälschen. Wird der Schlitz in der Mitte des Abschirmrohres angebracht, so fließt der kapazitive Strom in zwei Hälften, die sich in ihrer Wirkung aufheben.

Möglichkeit der Veränderung des Meßortes

Stabwandler gestatten es, den Meßort zu ändern, ohne die Leitung auftrennen zu müssen. Das kann bei nichtstationärer

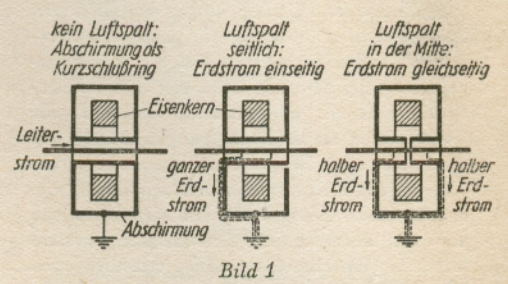


Bild 1

Stromverteilung auf Leitungen im UKW-Gebiet besonders wichtig sein. Stabwandler sind z. B. gut geeignet, um die Stromverteilung auf Antennen zu ermitteln. (Kotowski und Widbar, Drahtloser Überseeverkehr, S. 152).

Untere Grenzfrequenz des Wandlers

Hier waren zunächst Stromwandler mit frequenzunabhängigem Verhältnis des Leitungsstromes zum Meßstrom vorausgesetzt. Diese Voraussetzung trifft nur innerhalb eines jeweils bestimmten Frequenzbereiches hinreichend zu. Nun werden die Grenzfrequenzen des Stromwandlers betrachtet und Maßnahmen untersucht, die eine Erweiterung des Frequenzbereiches möglich machen. Dabei geht man wohl am besten von der Übertrager-Ersatzschaltung aus (z. B. Küpfmüller, Einführung in die theoretische Elektrotechnik, 1939, S. 231).

Für Bild 2 gilt mit folgenden Formelzeichen:

$\mathfrak{J}_1$	Strom in der Eingangswicklung (Leitungsstrom)
$\mathfrak{J}_2$	Strom in der Ausgangswicklung (Meßstrom)
n_1	Eingangswindungszahl
n_2	Ausgangswindungszahl
L_2	Ausgangs-Gesamtinduktivität
L_{h2}	Ausgangs-Hauptinduktivität
$L_{\sigma 2}$	Ausgangs-Streuinduktivität
L_{12}	Gegeninduktivität

R_E Eisenverlustwiderstand
R_2 Widerstand der Ausgangswicklung
R_I Widerstand des Instrumentes
L_I Induktivität des Instrumentes.

$$(\mathfrak{J}_1 + \mathfrak{J}_2)\,(R_{E12} + \mathrm{j}\,\omega\, L_{12}) = -\mathfrak{J}_2[R_{E2} - R_{E12} + R_2 + R_I + \mathrm{j}\omega\,(L_2 - L_{12} + L_I)]. \quad (1)$$

Daraus folgt für das Übersetzungsverhältnis des Wandlers

$$\ddot{u}_w = \left|\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2}\right| = \frac{R_{E2} + R_2 + R_I + \mathrm{j}\,\omega\,(L_2 + L_I)}{R_{E12} + \mathrm{j}\,\omega\, L_{12}}. \quad (2)$$

Mit

$L_2 = L_{h2} + L_{\sigma 2}$ und $R_{E2} = R_{Eh2} + R_{E\sigma 2}$

erhält man daraus:

$$\ddot{u}_w = -\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2} = \frac{R_{Eh2} + \mathrm{j}\,\omega\, L_{h2}}{R_{E12} + \mathrm{j}\,\omega\, L_{12}} + \frac{R_{E\sigma 2} + \mathrm{j}\,\omega\,(L_{\sigma 2} + L_I)}{R_{E12} + \mathrm{j}\,\omega\, L_{12}} + \frac{R_2 + R_I}{R_{E12} + \mathrm{j}\,\omega\, L_{12}}. \quad (3)$$

Bild 2

Mit $\frac{L_{h2}}{L_{12}} = \frac{n_2}{n_1}$ und $\frac{R_{Eh2}}{R_{E12}} = \frac{n_2}{n_1}$ folgt weiter:

$$\ddot{u}_w = \frac{n_2}{n_1}\left(1 + \frac{R_{E\sigma 2} + \mathrm{j}\,\omega\,(L_{\sigma 2} + L_I)}{R_{Eh2} + \mathrm{j}\,\omega\, L_{h2}} + \frac{R_2 + R_I}{R_{Eh2} + \mathrm{j}\,\omega\, L_{h2}}\right). \text{ Damit wird:} \quad (4)$$

$$\ddot{u}_w = \frac{n_2}{n_1}\,(1 + k_1 + k_2). \quad (5)$$

Das Übersetzungsverhältnis entspricht also bis auf zwei Korrekturglieder dem Verhältnis der Windungszahlen. Während k_1 ungefähr gleich bleibt, wächst k_2 mit abnehmender Frequenz. Aus der Gleichung (4) folgt, daß die untere Frequenzgrenze des Wandlers erreicht ist, wenn der Gesamtwirkwiderstand des Ausgangskreises gegen den induktiven Widerstand der Ausgangswicklung nicht mehr zu vernachlässigen ist. Um die untere Grenzfrequenz herabzusetzen, muß man also die Wirkwiderstände möglichst klein und die Induktivität der Ausgangswicklung möglichst groß bemessen. Eine hohe Induktivität verlangt

einen Werkstoff, der eine hohe Permeabilität besitzt,
eine Kernkonstruktion, die möglichst keine Luftspalte aufweist und
einen großen Füllfaktor.

Bild 3 zeigt das Übersetzungsverhältnis von Wandlern mit Wickelkernen aus 30 μ

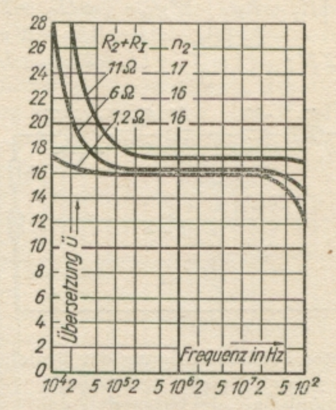
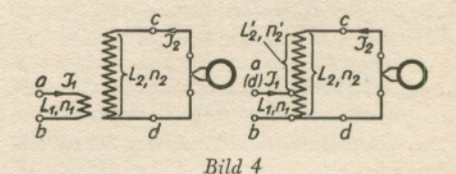


Bild 3

dickem Nicalloyband mit einer Papierisolation von etwa 7 μ in Abhängigkeit von der Frequenz. (Die Kerne wurden von Dr. Agricola, AEG., zur Verfügung gestellt.)

Frequenzbereich bei Sparwandlern

Der Wirkwiderstand der Ausgangswicklung und des angeschlossenen Strommessers läßt sich nicht beliebig verringern, so daß stets eine untere Frequenzgrenze des Wandlers bestehen bleibt. Eine Erweiterung des Meßbereiches des Wandlergerätes nach tiefen Frequenzen hin kann jedoch dadurch erreicht werden, daß man die Sparwandlerschaltung benützt (Bild 4).


Bild 4

Beim Sparwandler liegen beide Wandlerwicklungen in Reihe. Bild 5 zeigt das Ersatzbild eines Sparwandlers unter Berücksichtigung der Eisenverluste (Küpfmüller, Einführung in die theoretische Elektrotechnik, 1939, S. 233 und Gürtler, Telef.-Zeitung 12, 1939, H. 59). Aus Bild 5 folgt die Gleichung

$$(\mathfrak{J}_1+\mathfrak{J}_2)\left[R_1+R_{E1}+R'_{E12}+\mathrm{j}\,\omega\,(L_1+L'_{12})\right] = -\mathfrak{J}_2\left[R'_2+R_{E'2}+R_{E'12}+\mathrm{j}\,\omega\,(L'_2+L'_{12}+L_I)\right] \quad \text{oder} \qquad (6)$$

$$\mathfrak{J}_1\left[R_1+R_{E1}+R'_{E12}+\mathrm{j}\,\omega\,(L_1+L'_{12})\right] = -\mathfrak{J}_2\left[R_2+R_I+R_{E1}+R'_{E2}+2\,R'_{E12}+\mathrm{j}\,\omega\,(L_1+L'_2+2\,L'_{12}+L_I)\right]. \qquad (7)$$

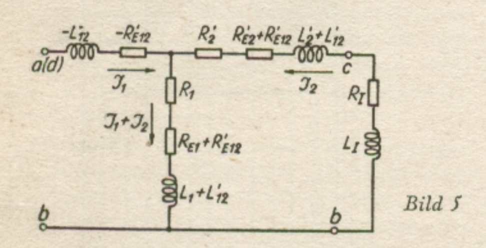


Bild 5

Unter Berücksichtigung der Beziehungen:

$$L_1+L'_2+2\,L'_{12}=L_2 \quad \text{bzw.}$$
$$L_1+L'_{12}=L_{12} \quad \text{sowie}$$
$$R_{E1}+R'_{E2}+2\,R'_{E12}=R_{E2} \quad \text{bzw.}$$
$$R_{E1}+R'_{E12}=R_{E12}$$

wird für das Übersetzungsverhältnis des Sparwandlers

$$\ddot{u}_{Spw} = -\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2} = \frac{R_2+R_I+R_{E2}+\mathrm{j}\,\omega\,(L_2+L_I)}{R_1+R_{E12}+\mathrm{j}\,\omega\,L_{12}} \quad \text{oder} \qquad (8)$$

$$\ddot{u}_{Spw} = \frac{R_2+R_I+R_{Eh2}+\mathrm{j}\,\omega\,L_{h2}}{R_1+R_{E12}+\mathrm{j}\,\omega\,L_{12}} + \frac{R_{E\sigma2}+\mathrm{j}\,\omega\,(L_{\sigma2}+\mathrm{j}\,\omega\,(L_{\sigma2}+L_I))}{R_1+R_{E12}+\mathrm{j}\,\omega\,L_{12}}. \qquad (9)$$

Macht man $\frac{R_2+R_I}{R_1}=\frac{n_2}{n_1}$, so ergibt sich

$$\ddot{u}_{Spw} = \frac{n_2}{n_1}\left(1+\frac{R_{E\sigma2}+\mathrm{j}\,\omega\,(L_{\sigma2}+L_I)}{R_2+R_{Eh2}+\mathrm{j}\,\omega\,L_{h2}}\right). \qquad (10)$$

Das Übersetzungsverhältnis des Sparwandlers wird also

$$\ddot{u}_{Spw} = \frac{n_2}{n_1}\,(1+K). \qquad (11)$$

K ist ein frequenzabhängiges Korrekturglied, das auch bei höheren Frequenzen meist zu vernachlässigen ist, da es höchstens gleich dem Verhältnis der sekundären Streuinduktivität zur Hauptinduktivität wird und bei Sparwandlern die Streuung besonders klein ausfällt (vgl. das Zahlenbeispiel von Gürtler). Voraussetzung für ein möglichst gleichbleibendes Übersetzungsverhältnis ist vor allem die Erfüllung der Gleichung

$$\frac{R_2+R_I}{R_1}=\frac{n_2}{n_1}. \qquad (12)$$

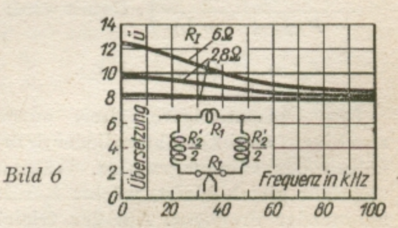
Da bei Verwendung von gleichem Draht der Wicklungswirkwiderstand der Windungszahl verhältnisgleich wäre, also

$$\frac{R_2}{R_1}=\frac{n_2}{n_1} \qquad (13)$$

gelten würde, kann Gleichung (12) nur erfüllt werden, wenn der Widerstandszuwachs, der durch Anschluß des Instrumentes entsteht, durch Verkleinern von R_2 ausgeglichen wird.

Die Kennlinien von Bild 6 zeigen die Abhängigkeit des Sparwandler-Übersetzungsverhältnisses von der Frequenz für verschiedene Widerstandsverhältnisse. Der Kern des Wandlers trägt 16 Windungen Manganindraht 0,17 mm, von denen 2 Win-

Bild 6



dungen als Eingangswicklung abgezapft sind. Bei der unteren Kennlinie ist der vom Thermoelement herrührende Widerstandszuwachs durch einen entsprechend geringen Wirkwiderstand der Ausgangswicklung ausgeglichen, so daß für diese Kennlinie

$$\frac{R_2 + R_I}{R_1} \approx 8 = \frac{n_2}{n_1} \text{ ist.}$$

Bei der Sparwandlerschaltung sind allerdings Hauptstromkreis und Meßkreis miteinander leitend verbunden. Eine elektrische Abschirmung ist daher kaum durchführbar. Doch ist die Sparwandlerschaltung nur bei Messungen unter der unteren Grenzfrequenz des Wandlers, d. h. nur für verhältnismäßig tiefe Frequenzen erforderlich, bei denen die kapazitiven Erdströme im allgemeinen wegen des hohen Widerstandes der Erdkapazität gering ausfallen.

Obere Grenzfrequenz des Wandlers

Nimmt man an, daß innerhalb des Wandler-Frequenzbereiches im Inneren des Kernes noch keine Feldverdrängung auftritt, so ist die obere Grenzfrequenz dadurch gegeben, daß ein Teil der sekundären Streuinduktivität mit der Eigenkapazität des Wandlers in Resonanz kommt. Als Folge der dabei zusätzlichen Resonanzströme (Bild 7) sinkt das Übersetzungs-

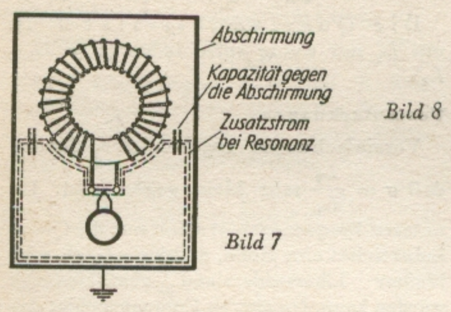


Bild 7

verhältnis. Das Dämpfen der Resonanz und damit das Erhöhen der oberen Grenzfrequenz kann z. B. durch Reihenwiderstände erfolgen. Da nur Resonanzströme, die durch das Thermoelement fließen, das Übersetzungsverhältnis fälschen, legt man den Reihenwiderstand zweckmäßig in die Nähe des Heizers. Entweder verwendet man also für die Zuleitungen zum Heizer, sowie für die dem Heizer benachbarten Windungen der Ausgangswicklung Widerstandsdraht, oder man wählt einen Heizer mit genügend hohem Widerstand.

Bild 3 zeigt deutlich den Einfluß der Dämpfung auf die Ausbildung der Resonanz. Allerdings tritt mit stärkerer Dämpfung und der dadurch erreichten Erhöhung der oberen Frequenzgrenze gleichzeitig auch ein Anstieg der unteren Grenzfrequenz (siehe Gleichung 4) ein.

Den Frequenzverlauf des Übersetzungsverhältnisses eines Wandlergerätes, das im unteren Frequenzbereich als Sparwandler geschaltet ist, während es bei höheren Frequenzen als Wandler arbeitet, zeigt Bild 8. Mit einem solchen Gerät können Strommessungen von 0...100 MHz vorgenommen werden.

Aus Bild 8 ist zu entnehmen, daß beim Übergang vom Sparwandler zum Wandler

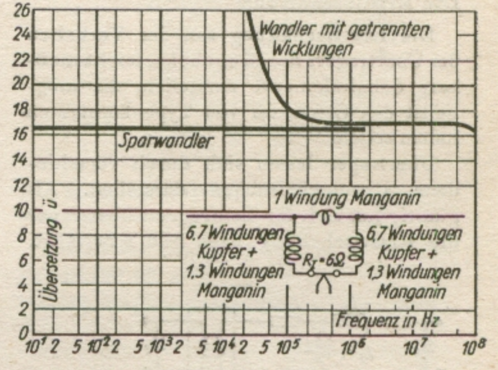


Bild 8

mit getrennten Wicklungen ein kleiner Sprung im Übersetzungsverhältnis auftritt. Dieser ist grundsätzlich immer vorhanden und kann nur dadurch beseitigt werden, daß man den Kern anbohrt und den Draht durch diese Bohrung führt, wobei eine Windung nur einen Teil des Kernquerschnittes und damit des gemeinsamen Feldes umschließt.

Ein Vergleich der Beziehungen (4) und (10) für niedrige und mittlere Frequenzen zeigt, daß $\ddot{u}_w$ größer als $\ddot{u}_{Spw}$ ist. Aber auch bei hohen Frequenzen ($R_2 \ll \omega L_2$) ist das Übersetzungsverhältnis des Wandlers größer als das des Sparwandlers. Aus den aufgenommenen Kurven folgt, daß der Übersetzungssprung des untersuchten Wandlergerätes $\sim$1% beträgt, also etwa in die Größenordnung der Meßgenauigkeit der Thermoelemente fällt.

Tonfrequenzübertrager, Ersatzschaltung und Berechnungsunterlagen

Von Dipl.-Ing. E. Severin, Berlin

Es bereitet in der Praxis meist große Schwierigkeiten, einen elektromagnetischen Kreis, wie z. B. den eines Tonfrequenzübertragers, genau zu berechnen. Man ist fast immer darauf angewiesen, eine Ersatzschaltung zu benutzen. Die der Rechnung schlecht zugänglichen Beziehungen zwischen magnetischer Felddichte $\mathfrak{B}$ oder magnetischem Spannungsgefälle $\mathfrak{H}$ einerseits und μ anderseits werden gemessen und in den aus der Ersatzschaltung abgeleiteten Formeln verwendet.

Die Ersatzschaltung

Die Ersatzschaltung soll das Verhalten des Übertragers durch einfache, leicht meßbare Schaltelemente darstellen, die möglichst den Charakter von Typenkonstanten haben sollen.

Übertrager lassen sich durch verschiedene Ersatzschaltungen darstellen. Als günstig hat sich für Tonfrequenzübertrager die Ersatzschaltung nach Bild 1 bewährt.

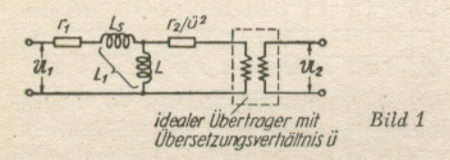


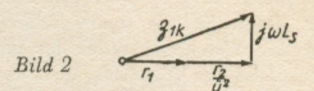
Bild 1

D i e W i d e r s t ä n d e r_1 und r_2 können für Tonfrequenzübertrager mit Gleichstrom gemessen werden.

D i e Ü b e r s e t z u n g $ü$ ergibt sich ungefähr als Verhältnis der Ausgangsspannung des unbelasteten Übertragers zu dessen Eingangsspannung, also aus $ü = \frac{|\mathfrak{U}_2|}{|\mathfrak{U}_1|}$. Der genauere Wert folgt daraus, daß in das Spannungsverhältnis statt $\mathfrak{U}_1$ die an L auftretende Spannung (siehe Bild 1) eingesetzt wird. Diese Spannung ist jedoch von $\mathfrak{U}_1$ nur wenig verschieden.

D i e S t r e u i n d u k t i v i t ä t $L_s = \sigma \cdot L_1$ läßt sich durch eine Messung des Eingangs-Kurzschlußwiderstandes $\mathfrak{Z}_{1k}$ erfassen (Bild 2).

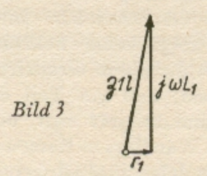
Bild 2



$$\mathfrak{Z}_{1k} = r_1 + r_2 / ü^2 + j\omega\sigma L_1.$$

D i e E i n g a n g s i n d u k t i v i t ä t L_1 kann aus dem Eingangs-Leerlaufwiderstand $\mathfrak{Z}_{1l}$ bestimmt werden (Messung bei tiefen Frequenzen, Bild 3):

Bild 3



$$\mathfrak{Z}_{1l} = r_1 + j\omega L_1.$$

D i e Q u e r i n d u k t i v i t ä t L ist von L_1 nur wenig verschieden ($L = L_1 - L_s$).

Vereinfachungen

Vereinfachungen ergeben sich daraus, daß $\sigma = \frac{L_s}{L_1}$ sehr klein gegen 1 ist. Im unteren Frequenzgebiet spielt nur die Querinduktivität eine Rolle, da hier ωL_s als sehr kleiner Längswiderstand vernachlässigt werden kann. Im oberen Frequenzgebiet dagegen ist das Verhalten des Übertragers durch L_s und C bestimmt (auf C kommen wir noch zurück). ωL_1 kann hier als sehr großer Nebenwiderstand außer acht bleiben. Wir haben es demgemäß im wesentlichen nur zu tun mit der Querinduktivität und der Streuinduktivität.

Die Querinduktivität

Für den geschlossenen Eisenkreis gilt bei kleinen Felddichten, also für kleinen Klirrgrad, wie das für übliche Tonfrequenzübertrager zutrifft:

$$\mathfrak{B} = \frac{1}{w \cdot q_e} \int U_t \, dt = \frac{1}{w \cdot q_e} \cdot \frac{U\sqrt{2}}{\omega} \left[\frac{\text{V sec}}{\text{cm}^2}\right] \quad (1)$$

und

$$\mathfrak{H} = \frac{w \cdot I \cdot \sqrt{2}}{l_e} \quad \left[\frac{\text{A}}{\text{cm}}\right], \quad (2)$$

$$\mu = \frac{\mathfrak{B}}{\mu_0 \cdot \mathfrak{H}}. \quad (3)$$

Es bedeuten:

U_t Augenblickswert der Spannung, die den Feldaufbau bewirkt

U wirksamer Wert dieser Spannung

I wirksamer Wert des Magnetisierungsstromes

t Zeit

μ_0 Permeabilität des Vakuums $= 1{,}2560 \cdot 10^{-8}$ $\left[\frac{\text{H}}{\text{cm}}\right]$,

μ Permeabilitätszahl (relative Permeabilität)

ω $2\pi \cdot$ Arbeitsfrequenz $= 2\pi f$ $\left[\frac{1}{\text{sec}}\right]$,

w Windungszahl

q_e Eisenquerschnitt [cm²],

l_e mittlere Feldlinienlänge (im Eisen) (siehe Bild 8) [cm],

Aus Gleichungen 1, 2 und 3 folgt unter Vernachlässigung von r für den zur Querinduktivität gehörigen Leerlauf-Eingangs-Wechselstromwiderstand zu:

$$|\mathfrak{Z}| = \frac{|\mathfrak{U}|}{|\mathfrak{J}|} = |\omega L| = \omega \mu_0 \, \mu w^2 \frac{q_e}{l_e}, \quad [\Omega]$$

$$L = w^2 \mu_0 \mu \frac{q_e}{l_e}. \quad [\text{H}]$$

In der Praxis ist es üblich, die Induktivität A_L einer Windung anzugeben:

$$A_L = \mu_0 \mu \frac{q_e}{l_e} \quad [\text{H}]. \quad (4)$$

Für den jeweils betrachteten Übertragertyp (q_e und l_e gegeben), ist diese Induktivität A_L nur abhängig von der Permeabilitätszahl μ des verwendeten ferromagnetischen Werkstoffes; sie ist also eine Typenkonstante.

Die Permeabilität folgt aus der mittleren Steilheit einer durchgesteuerten, in sich geschlossenen $\mathfrak{B}$-$\mathfrak{H}$-Schleife (Schleifen 1 und 2 in Bild 4)

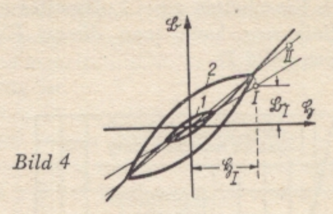


Bild 4

$$\left(\text{z. B. } \mu_{\text{I}} = \frac{\mathfrak{B}_{\text{I}}}{\mu_0 \cdot \mathfrak{H}_{\text{I}}}, \quad \mu_{\text{II}} = \frac{\mathfrak{B}_{\text{II}}}{\mu_0 \cdot \mathfrak{H}_{\text{II}}}\right).$$

Meist trägt man gemäß Bild 5, das für hochsiliziertes Eisen gilt, die Permeabilitätszahl abhängig von $\mathfrak{H}$ auf.

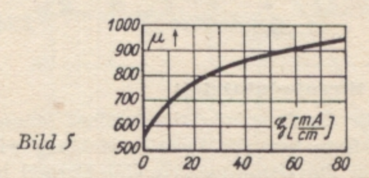


Bild 5

Die Querinduktivität bei Gleichstrom-Vormagnetisierung

Ein in der Praxis häufig vorkommender Fall ist der des gleichstrombelasteten Übertragers, bei dem eine der Wicklungen außer dem Tonfrequenzstrom noch einen Gleichstrom führt. (Übertrager für Kohlemikrophone sowie Zwischen- und Ausgangsübertrager, bei denen ein Mikrophon- oder Anodengleichstrom durch eine der Wicklungen fließt).

Hierbei ist der Eisenkern vormagnetisiert (Bild 6). Die Permeabilitätszahl ergibt sich aus der Steilheit der Schleife

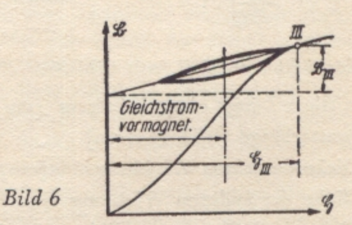


Bild 6

$$\left(\text{z. B.: } \mu = \frac{\mathfrak{B}_{\text{III}}}{\mu_0 \cdot \mathfrak{H}_{\text{III}}}\right).$$

Schon für geringe Vormagnetisierungen sinkt die Permeabilitätszahl beträchtlich. Durch Einschalten eines Luftspaltes in den Feldlinienweg kann man diesen Einfluß mildern (Bild 7).

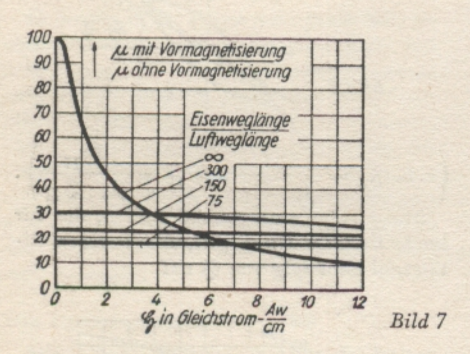


Bild 7

Die Streuinduktivität

Für die Streuinduktivität eines Manteltransformators mit Zylinderwicklung wird in der Starkstromtechnik eine Formel benutzt, die auch hier verwendet werden kann:

$$L_s = \sigma L = w^2 \sigma A_L = $$
$$= w^2 \mu_0 \frac{l_w}{l} \left(\frac{D_1 + D_2}{3} + D \right). \quad [\mathrm{H}]$$

Bild 8

Hierin ist zum Teil (mit Bild 8):

l_w mittlere Länge einer Windung [cm]

l Fensterlänge (Bild 8) [cm]

D_1 Dicke der einen Wicklung [cm]

D_2 Dicke der anderen Wicklung [cm]

D Abstand (Isolierung) zwischen den beiden Wicklungen [cm].

Auch diese Induktivität bezieht man zweckmäßigerweise auf eine Windung:

$$\sigma A_L = \mu_0 \frac{l_w}{l} \left(\frac{D_1 + D_2}{3} + D \right) [\mathrm{H}]. \quad (5)$$

Wie man sieht, ist σA_L nur abhängig von den Abmessungen des Übertragers und unabhängig von der Permeabilität des verwendeten Eisens. Sie ist also auch eine Typenkonstante. Je höher μ liegt, desto größer fällt A_L aus und desto geringer damit σ.

Die Wicklungskapazität und Eisenverluste

Im Übertrager fließt ein kapazitiver Strom zwischen benachbarten Windungen und Lagen der Wicklung. Eine genaue rechnerische Erfassung der zugehörigen Teilkapazitäten lohnt sich nicht. Man ersetzt die verteilten Kapazitäten durch eine der Querinduktivität L_1 nebengeschaltete Kapazität C. Dies ist zulässig. Mißt man nämlich den Leerlauf-Eingangswiderstand $\mathfrak{Z}_{1l}$ des Übertragers bei verschiedenen Frequenzen und trägt die gemessenen Widerstandswerte unter Berücksichtigung ihrer Phasenverschiebungen auf, so findet man als geometrischen Ort der Endpunkte der Widerstandsvektoren mit großer Annäherung einen Kreis. Dieselbe Ortskurve ergibt sich für eine Nebeneinanderschaltung aus L, C und R_p, der ein Widerstand r_1 vorgeschaltet ist. Hierin stellt C die Wicklungskapazität des Übertragers dar und R_p entspricht dem Wirkanteil der Eisenverluste.

Die Elemente des Ersatzbildes R_p und C werden vor allem bei der Berechnung der Resonanzübertrager benötigt.

Bei sonstigen Vor- und Zwischenübertragern, die nur durch die dynamische Kapazität der nachfolgenden Röhre belastet sind, wird C als Zuschlag zu dieser Belastung angesetzt. C beträgt je nach Übertragertyp etwa 100 bis 200 pF. Der die Eisenverluste nachbildende Wirkwiderstand R_p kann bei diesen Übertragern unberücksichtigt bleiben.

Ein Zahlenbeispiel

zu dieser Arbeit folgt in Kürze.

Aufgaben-Auslese

Hier folgen zunächst die Lösungen der Aufgaben aus Heft 3. Im Anschluß daran werden weitere Aufgaben gestellt.

Lösungen

Zu 1. Wenn die Betriebsspannung 800 V beträgt, während für den einzelnen Kondensator nur 600 V zulässig sind, müssen wir jeweils zwei Kondensatoren hintereinander schalten. Da jeder Kondensator eine Kapazität von 6 μF hat, ergibt sich für den aus zwei hintereinander geschalteten Kondensatoren bestehenden Zweig eine Kapazität von 3 μF. Insgesamt sind 12 μF verlangt. Folglich müssen vier solcher Zweige nebeneinander geschaltet werden. Leider teilt sich die Gleichspannung nicht wie die Wechselspannung im umgekehrten Verhältnis der Kapazitäten auf, sondern im Verhältnis der Isolationswiderstände. Um also die Gleichspannung, wie es sich hier gehört, im Verhältnis 1 : 1 aufzuteilen, müssen wir einen aus zwei gleichen Widerständen bestehenden Spannungsteiler anordnen (Bild 1). Die Werte seiner Widerstände

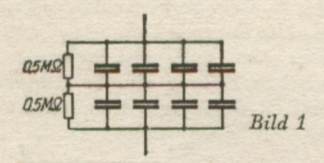


Bild 1

sollen klein gegen die Werte der Isolationswiderstände sein. Wir wählen z. B. je 0,5 MΩ. Zwei der zehn Kondensatoren bleiben uns übrig. Gegen diese können wir notfalls die Widerstände eintauschen. Jeder Widerstand wird bei 400 V von $\frac{400\ \text{V}}{500\ \text{k}\Omega}$ = 0,8 mA durchflossen und muß demgemäß 0,8 · 400 = 320 mW oder 0,32 W aushalten.

Zu 2. Wir tragen die gegebenen Werte gemäß Bild 2 auf und zwar die Dezibel linear und die Entfernungen logarithmisch. Eine logarithmische Teilung ist nämlich meist sehr angenehm, wenn man einen Überblick über eine sich auf größere Zahlenbereiche erstreckende Abhängigkeit gewinnen möchte. Die Dezibel bedeuten an sich schon Logarithmen, weshalb für sie keine logarithmische Teilung mehr zweckmäßig ist.

Nun überlegen wir uns, daß die Feldgröße wegen ihrer Ausbreitung auf eine Schicht oder auf einen Raum mit einer Potenz (r^β) der Entfernung (r) und außerdem

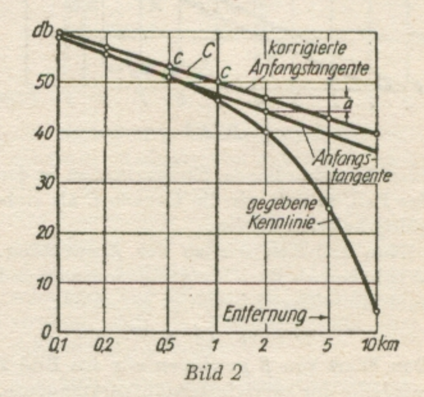


Bild 2

wegen der Dämpfung gemäß einem Faktor e^{-ar} abnehmen muß.

Für geringe Entfernungen überwiegt wahrscheinlich der Einfluß der Potenz von r bei weitem. Wäre der Faktor e^{-ar} nicht vorhanden, so ergäbe sich – für die Potenz von r allein – eine schräg nach unten laufende Gerade. Ganz ungefähr entspricht dieser die Anfangstangente an die Kennlinie von Bild 2. Falls die Anfangstangente schon die richtige Gerade wäre, müßten die senkrechten Abstände, die zwischen ihr und der Kennlinie vorhanden sind, ausschließlich durch das Glied e^{-ar} bedingt sein. Um das näher zu untersuchen, tragen wir diese Abstände abhängig von der in linearem Maßstab dargestellten Entfernung auf. So ergibt sich die Kennlinie *A* in Bild 3. Diese Kennlinie ist für geringe Werte von r gekrümmt. Wenn sich aber die Größe q gemäß e^{-ar} ändern soll, muß der in negativen db ausgedrückte Wert linear mit r ansteigen. Demgemäß versuchen wir es mit der Geraden *B* von Bild 3. Fügen wir zu den db-Werten, die durch die Anfangstangente

gegeben sind, die Unterschiede zwischen B und A aus Bild 3 hinzu (z. B. den Unterschied a für Entfernung 2 km), so müßten die sich ergebenden Punkte c wieder auf

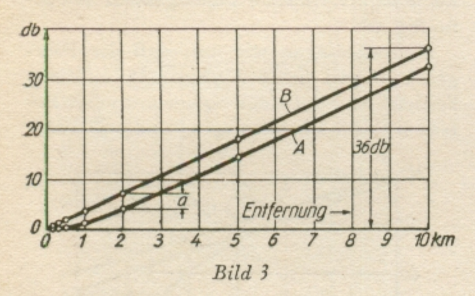


Bild 3

einer Geraden liegen. Einigermaßen ist das der Fall, so daß wir die Gerade C als endgültig belassen dürfen.

Nun kommen wir zu der Auswertung. Wir haben als Beziehung angenommen und auch hinreichend bestätigt gefunden:

$$q_r = q_o \cdot r^{\beta} \cdot e^{-ar}.$$

Den Wert von β gewinnen wir aus Bild 2 mit Hilfe der korrigierten Anfangstangente. Diese sinkt für eine Erhöhung der Entfernung auf das 100fache um 60 – 40 = 20 db. Das bedeutet ein Absinken der Leistungsdichte auf 1/100. q steht somit zu der Entfernung im umgekehrten Verhältnis. β ist daher gleich – 1. Die Bestimmung von a folgt aus nachstehender Beziehung, die sich aus Bild 1 ergibt (36 db = 3981)

$$e^a \cdot 10 = 3981.$$

Zu 3981 gehören rund 8,3 Neper. $a = \frac{8{,}3}{10}$ = 0,83. Mit den ermittelten Zahlenwerten wird

$$q_r = q_0 \frac{1}{r} \cdot e^{-0{,}83 \cdot r}.$$

Statt q_0 können wir $q'_{r_1} \cdot r_1$ setzen, wenn wir unter q'_{r_1} die Feldgröße verstehen, die sich im Abstand r_1 einstellen würde, wenn die Dämpfung auf der Strecke von $r = 0$ bis $r = r_1$ noch keine Rolle spielte. Wir machen hiermit eine Probe: r sei gleich 1,2 km (da 0,83 · 1,2 = 1). Damit wird für $r_1 = 0{,}1$

$$q_r = q'_{r_1} \cdot \frac{0{,}1}{1{,}2} \cdot e^{-1} =$$

$$= q'_{r_1} \cdot \frac{1}{12 \cdot 2{,}72} = q'_{r_1} \cdot \frac{1}{32{,}64},$$

also:

$$\frac{q'_{r_1}}{q_r} = 32{,}64 \quad \text{oder rund 15 db,}$$

das stimmt mit Bild 2 überein, worin q'_{r_1} = rund 59 db und q_r etwa = 44 db ist.

Zu 3. Zum Entwurf der logarithmischen Teilung gehen wir davon aus, daß gleiche Faktoren logarithmisch gleiche Schritte bedeuten. Wir können z. B. Schritte verwenden, die zum Faktor 2 gehören. Wir teilen demgemäß eine Strecke in lauter gleiche Teile und bezeichnen die Teilstriche mit 1, 2, 4, 8 usw. (dicke Teilstriche in Bild 4).

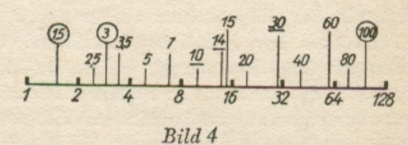


Bild 4

Um zu Zwischenpunkten zu kommen, tragen wir nun einige benachbarte Teilstrecken in einer linearen Teilung und außerdem in einer dazu senkrecht stehenden logarithmischen Teilung ein. So gewinnen wir die in Bild 5 gezeigte Kennlinie, aus der

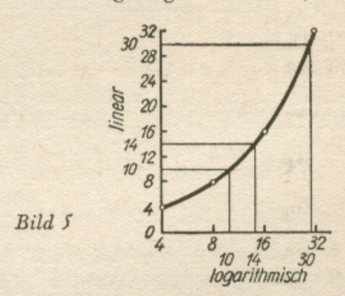


Bild 5

wir z. B. die Teilstriche für 10, 14 und 30 entnehmen können. Mit Hilfe dieser Teilstriche ist es uns auf Grund des Zweierschrittes möglich, sofort zahlreiche weitere Teilstriche zu gewinnen (z. B. aus 30 die Striche für 15 und 60). Den Strich für 100 gewinnen wir, indem wir den Abstand 8–10 von 80 aus abtragen. Entsprechend erhal-

ten wir den Teilstrich für 1,5. Bild 6 zeigt die fertige Teilung.

1 2 3 4 5 6 8 10 20 40 60 100

Bild 6

Zu 4. Durch den Erdungsdraht ergibt sich eine Induktivität, die gemeinsam mit der Kapazität einen Sperrkreis bildet. Dieser kann für einen durch die Werte seiner Kapazität und seiner Induktivität bestimmten Frequenzbereich einen sehr hohen Erdungswiderstand bedeuten. Die Resonanzfrequenz ist gegeben durch $\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$. Macht man den Abstand und damit die Länge des Erdungsdrahtes kleiner, so nimmt die Induktivität ab, während die Kapazität ungefähr im selben Maß zunimmt. Demgemäß ist die Sperrkreis-Eigenfrequenz von der Entfernung zwischen Becher und Blechtafel ziemlich unabhängig.

Wegen der mit dem Abstand zunehmenden Streuung des elektrischen Feldes nimmt die Kapazität etwas weniger ab als die Induktivität zu. Folglich sinkt die Sperrfrequenz mit zunehmendem Abstand allmählich. Das macht jedoch im Vergleich zu dem ungünstigen Einfluß der mit wachsendem Abstand erfolgenden Zunahme des induktiven Widerstandes nicht übermäßig viel aus. Doch: beides spricht dafür, den Abstand so klein wie möglich zu halten.

Neue Aufgaben

1. Bild 7 zeigt einen im geringen Abstand von einer gut leitenden Platte angeordneten bandförmigen Leiter. Die Induktivität je cm Leitungslänge ist zu ermitteln.

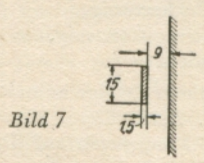


Bild 7

2. Die Kapazität je cm Leitungslänge zwischen der Leitung und der Platte nach Bild 7 ist zu ermitteln.
3. Ein Kondensator von 10 μF ist auf 500 V aufgeladen. Der Kondensator wird über einen Widerstand von 1,2 Ω kurzgeschlossen. Der Höchstwert des Entladestromes und die Entladeleistung sind zahlenmäßig anzugeben.
4. Ein Stromzweig soll einem Gleichstrom einen Widerstand von 1 MΩ, einem Wechselstrom von 500 Hz einen Widerstand von 0,1 MΩ und einem Wechselstrom von 10 000 Hz einen Widerstand von 10 kΩ entgegensetzen. Die Widerstände sollen für die angegebenen Frequenzen möglichst Wirkwiderstände sein. Eine einfache Schaltung ist erwünscht.

Unterer Frequenzbereich bei Widerstandsstufen

Von Dr.-Ing. F. Bergtold

Die folgenden Zeilen haben einen doppelten Zweck. Sie sollen die Aufmerksamkeit auf einige Fragen lenken, die bei der Widerstandsverstärkung für tiefe Frequenzen zu beachten sind, und außerdem die Möglichkeit geben, größere Vertrautheit mit Vektorbildern zu erlangen.

Die wichtigen Zweige

Bild 1 zeigt die Schaltung einer Widerstandsstufe. Das Bild enthält zwei Gitterzweige. Zu einer Stufe gehört nur ein Gitterzweig. Welcher von beiden das ist, hängt davon ab, ob man die Stufe gemäß den strichpunktierten Linien *A* oder gemäß den punktierten Linien *B* aus der Gesamtschaltung heraustrennen kann. Richtiger ist im allgemeinen wohl letzteres. Im vorliegenden Aufsatz wollen wir den Einfluß des an der Anodenschaltung liegenden Gitterzweiges auf den gesamten anodenseitigen Außenwiderstand vernachlässigen bzw. Schaltungen voraussetzen, in denen an die Anodenschaltung kein Gitterzweig mehr

angeschlossen ist. Wir wollen jedoch den Gitterzweig auf alle Fälle in seinem unmittelbaren Einfluß berücksichtigen.

Zu einer Stufe gehört, wie Bild 1 veranschaulicht, im allgemeinen Fall:

1 Gitterzweig,
1 Kathodenzweig,
1 Schirmgitterzweig,
1 Anodenzweig.

In jedem dieser Zweige kommt je 1 Kondensator vor. Jeder dieser Kondensatoren hat für tiefe Frequenzen auf die Verstärkung einen Einfluß.

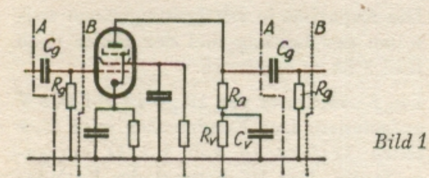


Bild 1

Um einigermaßen übersichtliche Zusammenhänge zu bekommen, nehmen wir an, der Kathodenkondensator und der Schirmgitter-Beruhigungskondensator seien so groß bemessen, daß für die zugehörigen Zweige die Frequenzgrenze weit tiefer liegt als für den Gitter- und Anodenzweig.

Wir beschränken uns also auf den Gitterzweig und auf den Anodenzweig.

Der Gitterzweig

Im Gitterzweig fließt ein Strom, der der am Gitterzweig liegenden Spannung mehr

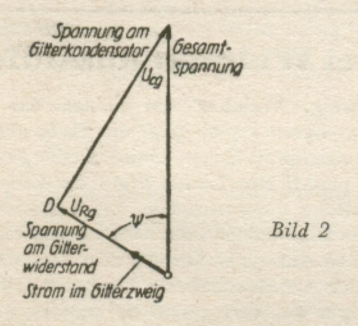


Bild 2

oder weniger voreilt. Das Ausmaß des Voreilwinkels richtet sich nach dem Widerstandsverhältnis. Der Winkel ist um so größer, je höher der kapazitive Widerstand im Verhältnis zum Gitterwiderstand ist (Bild 2).

Um eine allgemein gültige Darstellung zu bekommen, wollen wir alles auf die Frequenz beziehen, für die der kapazitive Widerstand den Wert des Gitterwiderstandes annimmt, für den also der Phasenverschiebungswinkel $\Psi = 45^0$ wird. Diese Frequenz nennen wir f_0. $\left(\frac{1}{2\pi f_0 C_g} = R_g;\ \ f_0 = \frac{1}{2\pi C_g R_g}.\right)$ Wegen des bei D (in Bild 2) vorhandenen rechten Winkels liegen sämtliche Punkte D auf dem über den Vektor der Gesamtspannung geschlagenen Halbkreis.

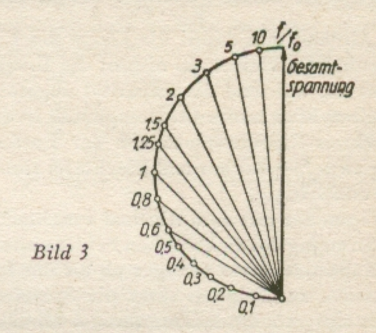


Bild 3

Mit folgenden Beziehungen (vgl. Bild 2):

$$\operatorname{tg} \Psi = \frac{U_{C_g}}{U_{R_g}} \quad \text{und}$$

$$U_{C_g} = \frac{f_0}{f}\, U_{R_g} \quad \text{oder}$$

$$\operatorname{tg} \Psi = \frac{f_0}{f}$$

erhalten wir das Bild 3, aus dem wir sowohl die an R_g auftretende Teilspannung

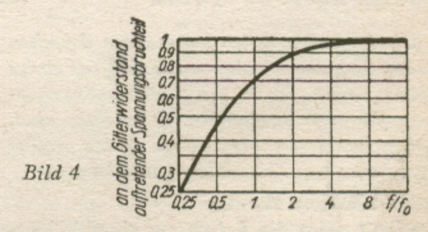


Bild 4

wie auch den Phasenverschiebungswinkel Ψ entnehmen können (Bilder 4 und 5).

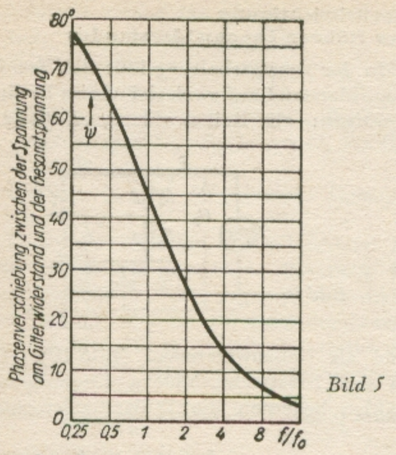


Bild 5

Der Anodenzweig

Der in ihm enthaltene Kondensator C_v hat die Aufgabe, den Entkopplungs- bzw. Beruhigungswiderstand R_v anodenseitig zu überbrücken. Bei ganz tiefen Frequenzen wird diese Überbrückung beeinträchtigt, so daß für sie der Wert des anodenseitigen Außenwiderstandes höher wird.

Das Anwachsen dieses Widerstandswertes wirkt sich um so weniger aus, je geringer der Innenwiderstand der Röhre im Vergleich zum Anodenwiderstand ist, und spielt deshalb im wesentlichen für Schirmgitterröhren eine Rolle. Hierbei kann man das Anwachsen des Widerstandswertes ausnutzen, um den durch die Spannungsteilung im Gitterzweig an der unteren Frequenzgrenze bewirkten Spannungsverlust dort einigermaßen wettzumachen.

Zunächst wollen wir die Röhre außer acht lassen. Das tun wir, indem wir ihren Innenwiderstand als unendlich groß annehmen. Damit bleibt als Anodenzweig die in Bild 6 gezeigte Schaltung übrig. Um

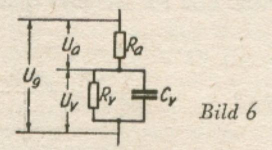


Bild 6

zum zugehörigen Vektorbild zu kommen, nehmen wir zunächst die Spannung U_v an. Zu dieser gehört ein ihr um 90° voreilender Strom $I_c = U_v \cdot \omega C_v$ und ein mit ihr phasengleicher Strom $I_v = \frac{U_v}{R_v}$. Beide Ströme fließen gemeinsam durch den Anodenwiderstand R_a, wozu eine mit dem Gesamtstrom I phasengleiche Spannung $I \cdot R_a$ gehört, die zur Spannung U_v hinzukommt. Beide Spannungen bilden zusammen U_g, die die gesamte anodenseitige Wechselspannung darstellt. Die Spannung U_a kann man sich statt unmittelbar als $I_g \cdot R_a$ auch als Vektorsumme der Teilspannungen

$I_v \cdot R_a = U_v \cdot \frac{R_a}{R_v}$ und $I_c \cdot R_a = U_v \cdot \omega C\, R_a$

entstanden denken. Dies ist insofern bemerkenswert, als bei gleichgehaltener Spannung U_v der Strom $\frac{U_v}{R_v}$ und damit auch die Spannung $Uv \cdot \frac{R_a}{R_v}$ gleich bleiben. Wir sehen hieraus, daß die Punkte E und F sich je auf einer zu U_v senkrechten Geraden bewegen (in Bild 7 strichpunktiert).

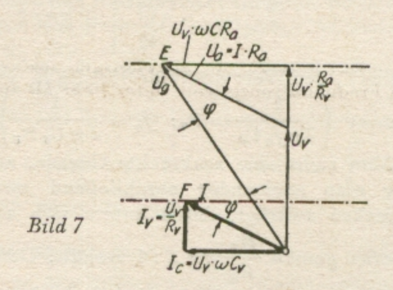


Bild 7

Da die Spannung U_a mit dem Strom I_g in Phase ist, erscheint der Phasenverschiebungswinkel φ zwischen Spannung und Strom auch zwischen U_a und U_g. φ stellt die durch den Anodenzweig bewirkte Phasendrehung dar, da hier wegen des unendlich hohen Außenwiderstandes der Anodenwechselstrom I_g mit der Gitterwechselspannung in Phase ist und die Spannung U_g weitergegeben wird.

Weil wir den Röhren-Innenwiderstand als unendlich angenommen hatten, erhalten wir hier die Verstärkung als Steilheit × Außenwiderstand. Der Außenwiderstand ist gegeben durch

$$\frac{U_g}{I_g} = \frac{U_g}{U_a} \cdot R_a .$$

Für genügend hohe Frequenzen wird der Außenwiderstand gleich R_a, da für sie der Widerstand R_v durch den Kondensator C_v kurzgeschlossen ist. Die Verstärkungserhöhung gegenüber den hohen Frequenzen ergibt sich somit zu

$$\frac{U_g}{U_a} \cdot \frac{R_a}{R_a} = \frac{U_g}{U_a} .$$

Gewinnung der Zusammenhänge

In Bild 8 wird gezeigt, wie man φ und die Verstärkungserhöhung (z. B. für $R_v = 2\ R_a$) abhängig von $\frac{f}{f_0}$ erhält, wenn mit f_0 die Frequenz bezeichnet wird, für die der kapazitive Widerstand des Konden-

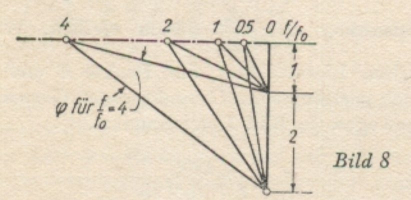


Bild 8

sators C_v den Wert des Widerstandes R_v annimmt $\left(\frac{1}{2\pi f_0 C_v} = R_v;\ f_0 = \frac{1}{2\pi\, C_v\, R_v}\right)$:

Man zieht eine senkrechte Gerade, auf der man aneinander anschließend zwei Strecken aufträgt, deren untere sich zur oberen gemäß $\frac{R_v}{R_a}$ wie 2 : 1 verhält. Dann zieht man vom Endpunkt der oberen Strecke nach links eine zu ihr senkrechte Gerade (in Bild 8 strichpunktiert). Auf dieser erhält man im Abstand 1 vom Endpunkt 0 den Punkt für $\frac{f}{f_0} = 1$. Im übrigen sind die vom Endpunkt 0 aus geltenden Entfernungen dem Verhältnis $\frac{f}{f_0}$ verhältnisgleich (z. B. für $\frac{f}{f_0} = 4$ ebenfalls gleich 4). Für $\frac{f}{f_0} = 4$ entnehmen wir aus Bild 8 den Winkel φ zu 22,3° und das Verhältnis $\frac{U_g}{U_a}$ zu rund 1,2.

Berücksichtigung des Röhren-Innenwiderstandes

In der Ersatzschaltung läßt sich der Innenwiderstand auf zweierlei Weise berücksichtigen: als Reihenwiderstand (Bild 9)

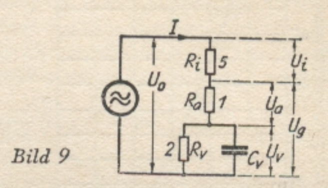


Bild 9

und als Nebenwiderstand (Bild 10). [Die in den Ersatzschaltbildern eingetragenen Zahlen bedeuten die Widerstandsverhältnisse, die den Vektorbildern zugrunde gelegt sind ($R_i = 5\ R_a$; $R_v = 2\ R_a$)].

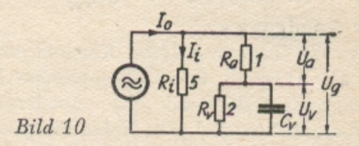


Bild 10

Das Vektorbild zu der Ersatzschaltung nach Bild 9 ist hier ungünstig, da in ihm die für den großen Innenwiderstand hohe Spannung U_i erscheint (Bild 11).

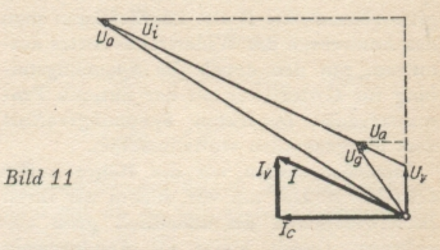


Bild 11

Das Vektorbild 12 zu der Ersatzschaltung nach Bild 10 ist hier jedoch gut

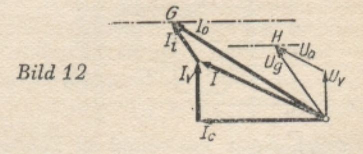


Bild 12

brauchbar, weshalb wir es hier verwenden wollen. Zum Entwurf dieses Vektorbildes

gehen wie wieder von U_v aus. Zu U_v gehören:

Der in R_v fließende Strom $I_v = \frac{U_v}{R_v}$, der mit U_v phasengleich ist,

der in dem Kondensator C_v fließende Strom $I_c = U_v \cdot \omega C_v$, der U_v um 90° voreilt, sowie

der aus I_v und I_c gebildete Gesamtstrom I.

Dieser benötigt für den Widerstand R_a eine mit ihm phasengleiche Spannung $U_a = I \cdot R_a$. U_v und U_a ergeben zusammen die Spannung U_g, an der auch der Innenwiderstand R_i liegt. Durch ihn treibt die Spannung U_g den ihr phasengleichen Strom $I_i = \frac{U_g}{R_i}$ hindurch. I und I_i bilden zusammen den Strom I_o.

Bei Änderung der Frequenz f wandern die Punkte G und H auf den in Bild 12 eingetragenen, strichpunktierten Geraden.

Der für die Verstärkung maßgebende Gesamtwiderstand ist hier gegeben durch $\frac{U_g}{I_o}$. Für genügend hohe Frequenzen wird der Gesamtwiderstand $= \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$.

Gewinnung der Zusammenhänge

Wir betrachten Bild 13. Die darin eingetragenen Spannungen stimmen mit denen

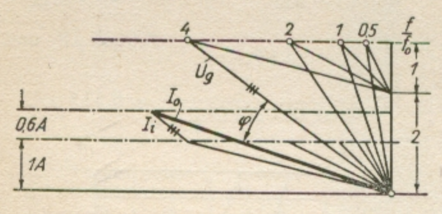


Bild 13

von Bild 8 überein. Um zu den Strömen zu kommen, betrachten wir die Widerstandsverhältniszahlen als Ohm ($R_a = 1\ \Omega$, $R_v = 2\ \Omega$) und nehmen an R_v eine entsprechende Spannung $U_v = 2$ V an. Damit ergibt sich I_v (Bild 12) zu 1 A. Hierzu beträgt bei $R_i = 5\ R_a$ (oder für unsere Rechnung $R_i = 5\ \Omega$) der durch R_i fließende Strom $\frac{U_g}{5\ \Omega}$. Wir erkennen, daß wir nicht jedesmal zu rechnen brauchen, da der mit U_v phasengleiche Teil von U_g immer denselben Wert (hier 2 V + 1 V = 3 V) aufweist. Das gibt in unserem Fall für R_i einen zu U_v phasengleichen Stromanteil von $\frac{3}{5} =$ 0,6 A. Wir ziehen die zugehörige (in Bild 13 wieder strichpunktierte) Linie und gewinnen nun die jeweiligen Ströme I_i als Parallele zu den zugehörigen Gesamtspannungsvektoren so, wie das z. B. für $\frac{f}{f_0} = 4$ veranschaulicht ist.

Der Winkel φ kann aus dem Vektorbild unmittelbar abgelesen werden. Das Verhältnis, das die Verstärkung im Vergleich zu der bei hohen Frequenzen angibt, wird so ermittelt:

Man mißt im Vektorbild (13) die Längen von U_g und I_o ab, gewinnt (gegebenenfalls unter Beachtung der Strom- und Spannungsmaßstäbe) mit $\frac{U_g}{I_o}$ den Gesamtwiderstand und teilt diesen schließlich durch den für hohe Frequenzen geltenden Widerstand $\frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$. Hier z. B. ist letzterer $\frac{5}{6}\ \Omega =$ 0,833 Ω und der Gesamtwiderstand für $\frac{f}{f_0} = 4$ rund 1 Ω. Damit wird für $\frac{f}{f_0} = 4$ das gesuchte Verhältnis 1 : 0,833 = 1,2.

Die Ergebnisse

In den Bildern 14 und 15 sind, abhängig von dem Frequenzverhältnis, die Phasendrehungen für verschiedene Innenwider-

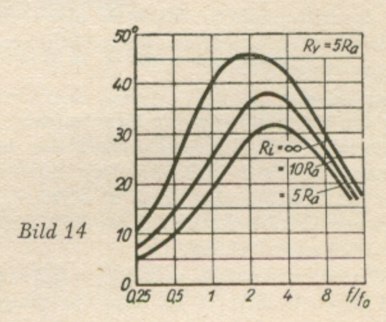


Bild 14

stände sowie für $\frac{R_v}{R_a} = 2$ und 5 aufgetragen. Der Winkelmaßstab ist linear, da die Win-

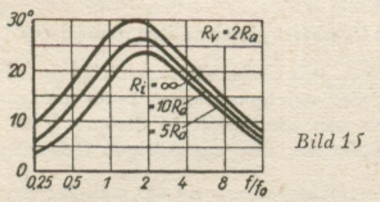


Bild 15

kel der Bilder 14 und 15 von den Winkeln des Bildes 5 abzuziehen sind.

In den Bildern 16 und 17 sehen wir die zugehörigen Verstärkungsverhältnisse in

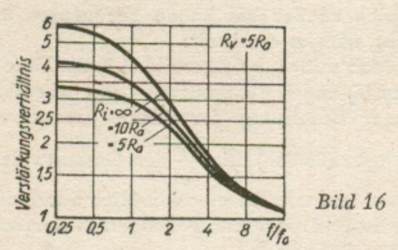


Bild 16

logarithmischem Maßstab. Dieser wurde gewählt, weil der Spannungsbruchteil von Bild 4 mit dem Verstärkungsverhältnis der Bilder 16 und 17 zu vervielfachen ist, was

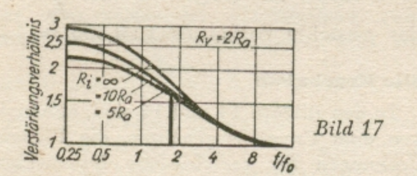


Bild 17

bei logarithmischem Maßstab eine (einfacher durchführbare und übersichtlichere) Summierung bedeutet.

Zahlenbeispiel für die Verwendung der Ergebnisse

Gegeben sei: Innenwiderstand der benutzten Röhre 1 MΩ, Anodenwiderstand 0,1 MΩ, Gitterwiderstand 2 MΩ, Verstärkungsabfall bei 2 Hz auf das 0,707fache der Höchstverstärkung.

Wir nehmen an, $R_v = 2\,R_a$ ($= 0{,}2$ MΩ) und fügen in Bild 18 zu dem Spannungsbruchteil von Bild 5 aus Bild 17 die Werte für $R_i = 10\,R_a$ derart hinzu, daß der Gesamtwert nicht nennenswert über 1 hinausgeht. Dies wird erreicht, wenn für die

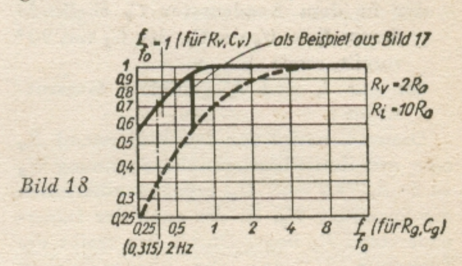


Bild 18

Kennlinie aus Bild 17 das Frequenzverhältnis $\frac{f}{f_0} = 1$ auf $\frac{f}{f_0} = 0{,}4$ von R_g, C_g fällt. Nachdem die Gesamtkennlinie gefunden ist, wird dort, wo sie den Wert 0,707 aufweist, die zugehörige Frequenz mit 2 Hz eingetragen. Damit erhalten wir für R_v, C_v als Bezugsfrequenz $f_0 = 2 \cdot \frac{0{,}4}{0{,}315} =$ 2,54 Hz und für R_g, C_g als Bezugsfrequenz $f_0 = 2 \cdot \frac{1}{0{,}315} =$ rund 6,4 Hz. Damit wird aus

$$\omega\, C_{\mu F} = \frac{1}{R_{M\Omega}} \text{ oder } C_{\mu F} = \frac{1}{\omega \cdot R_{M\Omega}}:$$

$$C_g = \frac{1}{6{,}28 \cdot 6{,}4 \cdot 2} = 0{,}0125\ \mu F \text{ und}$$

$$C_v = \frac{1}{6{,}28 \cdot 2{,}54 \cdot 0{,}2} = 0{,}315\ \mu F.$$

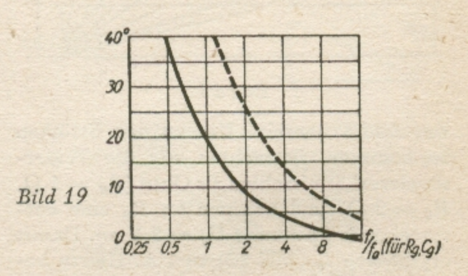
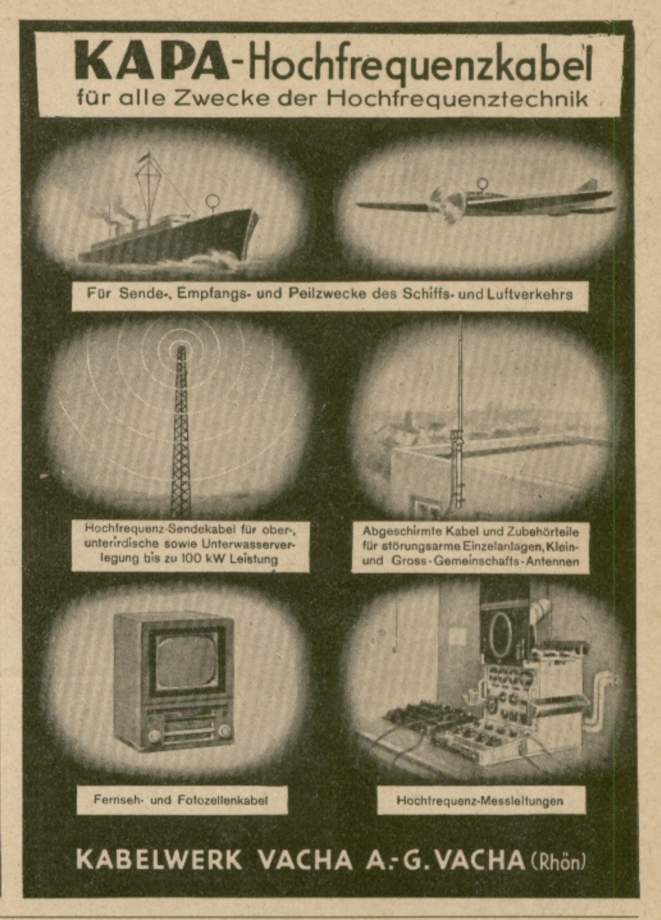


Bild 19

Bild 19 zeigt, wie die Phasendrehung abhängig von der Frequenz verläuft und zwar gestrichelt für den Gitterzweig allein, sowie ausgezogen für die Gesamtschaltung.





Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Verantwortlich für die Anzeigen: Phil. Otto Röhm, Stuttgart-I. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany. Copyright 1942 by Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart. Druck: Chr. Belser, Stuttgart